

SEMICONDUCTOR STORAGE DEVICE

Patent Number: JP58211391
Publication date: 1983-12-08
Inventor(s): KONISHI SATOSHI
Applicant(s): TOKYO SHIBAURA DENKI KK
Requested Patent: JP58211391
Application Number: JP19820092890 19820531
Priority Number(s):
IPC Classification: G11C11/34 ; H01L27/10
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PURPOSE: To realize the high-speed reading, by switching one of two power supplies of a static memory cell to the third power supply during the reading of a memory cell and therefore increasing the potential difference of a memory compared with the potential difference of a pause mode period of the memory.

CONSTITUTION: A memory cell consists of resistance element loads R1 and R2, transistors T1-T4 and a pair of bit lines BL and BL'. The high and low potential voltages of the memory cell are set at the VDDC and SDDC respectively, and the back gate voltage of transistors T1-T4 is set at VXBN respectively. Thus the potential difference between a power supply VDD and the other power supply -VB of the memory cell can be increased compared with the pause mode period of the memory. This ensures the high-speed reading.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭58—211391

⑪ Int. Cl.³
G 11 C 11/34
H 01 L 27/10

識別記号 庁内整理番号
6549—5B
6655—5F

⑬ 公開 昭和58年(1983)12月8日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 13 頁)

⑭ 半導体記憶装置

京芝浦電気株式会社総合研究所
内

⑮ 特 願 昭57—92890

⑯ 出 願 人 東京芝浦電気株式会社

⑰ 出 願 昭57(1982)5月31日

川崎市幸区堀川町72番地

⑱ 発 明 者 小西 頴

⑲ 代 理 人 弁理士 鈴江武彦 外 2 名

川崎市幸区小向東芝町1番地東

明 細 書

1. 発明の名称

半導体記憶装置

2. 特許請求の範囲

- (1) 行方向および列方向に配列された複数のスタティックメモリセルと、同一列のメモリセルそれぞれにおける一対の転送用MOSトランジスタの各一端に共通接続される一対のビット線と、同一行のメモリセルそれぞれにおける上記転送用MOSトランジスタの各ゲートに共通接続されるワード線と、前記メモリセルに供給すべき2電源のうち一方の電源をメモリセルの読み出しに際して第3の電源に切り換え、この切り換えによつてメモリセルの2電源の電位差をメモリの休止モード期間における電位差に比べて大きくする電源切換手段とを具備することを特徴とする半導体記憶装置。
- (2) 前記第3の電源は、メモリセル以外の周辺回路で用いられている2電源とは異なり、この2電源の電圧範囲外の電圧を持つことを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。

- (3) 前記第3の電源は、メモリセル以外の周辺回路で用いられている2電源の一方電源であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。
- (4) 前記電源切換手段は、前記メモリセルに供給すべき2電源の他方の電源を第4の電源にさらに切り換えることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。
- (5) 前記第4の電源は、メモリセル以外の周辺回路で用いられている2電源とは異なり、この2電源の電圧範囲外であつて前記第3の電源とは異なる側の電圧であることを特徴とする特許請求の範囲第4項記載の半導体記憶装置。
- (6) 前記第4の電源は、メモリセル以外の周辺回路で用いられている2電源とは異なり、この2電源の電圧範囲の中間領域の電圧である

ことを特徴とする特許請求の範囲第4項記載の半導体記憶装置。

- (7) 前記第3の電源は、半導体基板もしくは半導体基板中に設けた上記半導体基板とは逆導電型の不純物拡散層にバックゲート電源として供給されることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。
- (8) 前記第4の電源は、バックゲート電源として供給されることを特徴とする特許請求の範囲第4項記載の半導体記憶装置。
- (9) 前記第3の電源は、メモリ外部から供給されもしくは前記メモリセル以外の周辺回路で用いられている2電源により動作する電圧発生回路により作られることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。
- (10) 前記第4の電源は、メモリ外部から供給されもしくは前記メモリセル以外の周辺回路で用いられている2電源により動作する電圧発生回路により作られることを特徴とする特許請求の範囲第4項記載の半導体記憶装置。

〔発明の技術的背景とその問題点〕

メモリが高集積化、大容量化するに伴い、ビット線に接続されるメモリセルは微細化され、その駆動能力は小さくなる。一方、一本のビット線に接続されるメモリセルの数は増し、そのビット線の容量は増大する。そのため、読み出し時に1つのメモリセルが一对のビット線を駆動し、それらの間に読み出し可能な電位差をつけるのに要する時間は増大し、そのため読み出し時間は長くなる。さらにその上、低消費電力化のためにメモリの電源電圧を下げる必要も生じてきており、この場合はさらに一層メモリセルの駆動能力を下げることになり、より一層読み出し時間が長くなるようになってきている。これに対して、(イ)負荷となるビット線の電気容量を小さくするため、ビット線につながれたメモリセルの転送用トランジスタのドレイン面積を極力小さくしてその拡散容量を抑える方法や、逆に(ロ)セルの駆動能力を高めるためにセルのトランジスタのゲート幅を大きくする方法が行な

(11) 前記スタティックメモリセルはE/H型メモリセルであつて、これに使用されているエンハンスメント型トランジスタの全てがNチャネルあるいはPチャネル型であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。

(12) 前記スタティックメモリセルはCMOSメモリセルであることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。

(13) 前記電源切換手段を切換制御するための制御電圧を、前記一对のビット線に接続されたビット線選択用トランジスタのゲートに印加されるカラムデコーダ出力に基いて発生することを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の半導体記憶装置。

3.発明の詳細な説明

〔発明の技術分野〕

本発明は、架橋回路メモリとか1チップマイクロコンピュータのメモリなどに適用されるスタティック型の半導体記憶装置に関する。

われている。しかし、前者(イ)の方法においては、転送用トランジスタの最小ドレイン面積はドレインと金属配線層で形成されたビット線とのコンタクト面積以下にすることはできず、ビット線の拡散容量は余り小さくできない。ところが、トランジスタが微細化されるに伴い、トランジスタのパンチスルー耐圧が低くなるため、基板濃度を上げる必要があり、これは転送用トランジスタのドレインの拡散容量を増やし、ビット線の拡散容量は増える傾向にある。これに対して、後者(ロ)の方法において、トランジスタのゲート幅を増やすことはセルサイズの増大につながり、セルパターンに多少の面積余裕がある場合のみ可能で、セル面積の余裕がない場合にはトランジスタのゲート幅を10%増やすのがやつとのことであり、どのようなセルパターンを採用しても実現は非常に困難である。

〔発明の目的〕

本発明は上記の事情に鑑みてなされたもので、従来のビット線の電気容量を小さくする方法やセルのトランジスタのゲート幅を大きくする方

法が物理的に困難であるのに比べて容易にしかも効果的に読み出し時間を短縮し得る半導体記憶装置を提供するものである。

〔発明の概要〕

すなわち、本発明の半導体記憶装置は、スタティックメモリセルに供給すべき2電源のうち一方の電源をメモリセルの読み出しに際して第3の電源に切り換えて、この切り換えによつてメモリセルの2電源の電位差をメモリセルの休止モード期間における電位差に比べて大きくする電源切換手段を備けたものである。

したがつて、読み出しに際して、すなわちリードモード時あるいはリードサイクルの全期間もしくは一部の期間にメモリセルに供給される2電源の電位差が休止モード期間の電位差よりも大きくなるので、メモリセルによるビット線の駆動能力が増し、高速の読み出し動作が行なわれるようになる。

〔発明の実施例〕

以下、図面を参照して本発明の実施例を詳細

ランシスタ(駆動ランシスタ) T_2 が接続され、このランシスタ T_2 のゲートは前記ノードHに接続され、前記ランシスタ T_1 のゲートは前記ノードLに接続されている。さらに、前記ノードHとビット線 \overline{BL} との間にエンハンスメント型のNチャンネルMOSトランシスタ(転送ランシスタ) T_3 が接続され、前記ノードLとビット線 \overline{BL} との間にエンハンスメント型のNチャンネルMOSトランシスタ(転送トランシスタ) T_4 が接続され、これらの転送用トランシスタ T_3 、 T_4 のゲートはワード線WLに接続されている。また、上記各トランシスタ T_1 、 T_2 のバックゲート電圧として前記 $-V_B$ 電圧が印加されている。

上記メモリセルにおいて、いまトランシスタ T_1 がオフ、トランシスタ T_2 がオン状態となつていて、ノードHが高レベル電位 V_H 、ノードLが低レベル電位 V_L になつているものとする。このとき、 V_H は V_{DD} 電圧であり、 V_L は $-V_B$ 電圧に近い。ここで、ビット線 \overline{BL} を低レベル電位 V_L

に説明する。先ず本発明の原理を説明する。第1図は、スタティックメモリセルの一例として抵抗素子負荷とエンハンスメント型駆動トランシスタを用いた所謂E/H型メモリセルと、一对のビット線 \overline{BL} 、 \overline{BL} と、ワード線WLとの接続を示している。ただしここではメモリセルの駆動トランシスタも転送用トランシスタもNチャンネルMOSトランシスタが用いられている。メモリセルは行方向および列方向に配列されており、同一列のメモリセルに共通に一对のビット線 \overline{BL} 、 \overline{BL} が接続され、同一行のメモリセルに共通に一本のワード線WLが接続されている。上記メモリセルにおいては、高電位側の第1の電源 V_{DD} に抵抗素子 R_1 、 R_2 の各一端が接続され、抵抗素子 R_1 の他端(ノードH)と低電位側の第2の電源($-V_B$)との間にエンハンスメント型のNチャンネルMOSトランシスタ(駆動トランシスタ) T_1 が接続され、前記抵抗素子 R_2 の他端(ノードL)と第2の電源($-V_B$)との間にエンハンスメント型のNチャンネルMOSト

ランシスタ(駆動トランシスタ) T_2 のソースとドレイン間の電圧 V 対電流 I 特性は第2図に示すようになる。ここで、 V_T は駆動トランシスタ T_2 の閾値電圧であつて、閾値電圧の基板バイアス依存性は説明の簡素化のため無視してある。 $-V_B=0V$ と $-V_B=-V_{B1}$ もしくは $-V_{B2}$ とにおける各特性の違いは、駆動トランシスタ T_2 のソース電位が異なることに外ならず、そのためゲート電位 V_B が一定でもソース電位に対するゲート電位は異なり、 $-V_B$ の値によつて駆動トランシスタ T_2 の電流駆動能力が大きく異なつている。低レベル電位 V_L は V_H-V_T よりはるかに小さく、したがつて駆動トランシスタ T_2 は3極管動作を行なつており、 $-V_B$ 電位の違いによる駆動トランシスタ T_2 の $V-I$ 特性の違いは、第2図に示すようにソース・ドレイン間の電圧 V が0V付近の立ち上りの違いとなつている。そして、 $-V_B$ 電位が0Vでなく負電位になればなる程、ビット線 \overline{BL} に対する引き込み駆動能力が大きくなること分る。

第3図は、第1図のメモリセルにおける $-V_B$ 電位に対するビット線 \overline{BL} のプリチャージレベルから低レベル電位側への引き込み時間 T を表わしており、 $-V_B$ を大きな負の電圧にすればする程、セルの引き込み駆動能力は増し、それだけビット線引き込み時間 T が小さくなる。なお、負荷トランジスタと駆動トランジスタが互いに逆導電型であるCMOSメモリセルにおいても第3図に示す関係が成り立つ。

そこで、本発明は、セルの一方の電線 V_{DD} と他方の電線($-V_B$)との電位差を、読み出しに際してメモリの休止モード期間に比べて大きくすることにより、高速の読み出しを行なうようにしている。

以下、種々のタイプのスタティックメモリセルに本発明を適用した具体例について説明する。まず、メモリセルの命名法について述べておく。E/L型セルのうちNチャンネル型のものをLNセル、Pチャンネル型のものをLPセルと称し、CMOS型セルのうち転送トランジスタがNチャンネルである。

なお、第6図および第7図において、 $T_1 \sim T_4$ はNチャンネルMOSトランジスタ、 $T_1' \sim T_4'$ はPチャンネルMOSトランジスタ、 V_{DDC} は高電位側電線、 V_{SSC} は低電位側電線、 V_{XBN} および V_{XBP} はそれぞれNチャンネルトランジスタおよびPチャンネルトランジスタのバックゲート電線であつて、半導体基板および半導体基板中に設けた前記半導体基板とは逆導電型の不純物拡散層に供給されている。

第8図乃至第11図は、上記第4図乃至第7図のメモリセルに選択的に適用される電線電圧関係を示すもので、 V_{DD} および V_{SS} はメモリセル以外の周辺回路で用いられている2つの電線の電圧($V_{DD} > V_{SS}$)である。 V_{BBS} および V_{BBD} はそれぞれ上記2電線の電圧範囲外の第3の電線の電圧であつて、 $V_{BBS} < V_{SS}$ 、 $V_{BBD} > V_{DD}$ である。 V_{DD}' 、 V_{SS}' は第4の電線であつて、 $V_{SS}' < V_{DD}' < V_{DD}$ 、 $V_{SS}' < V_{SS} < V_{DD}'$ である。この場合、第3、第4の電線の電位差 $|V_{DD}' - V_{BBS}|$ 、 $|V_{BBD} - V_{SS}'|$

ンセルのものをCNセル、PチャンネルのものをCPセルと称する。

第4図(a)はLNセルに対する適用例を簡略的に示したもので、その詳細は第4図(b)の通りである。なお、セルの高電位側電圧を V_{DDC} 、低電位側電圧を V_{SSC} 、トランジスタ $T_1 \sim T_4$ のバックゲート電圧を V_{XBN} 、ワード線をWL、一对のビット線を BL 、 \overline{BL} で表わしている。

第5図(a)はLPセルに対する適用例を簡略的に示したもので、その詳細は第5図(b)に示す通りである。ここで、 $T_1' \sim T_4'$ はPチャンネルMOSトランジスタ、 R_1 および R_2 は抵抗素子であり、セルのバックゲート電圧を V_{XBP} で表わしており、その他は第4図と同様の表示を用いている。

第6図(a)はCNセルに対する適用例を簡略的に示したもので、その詳細は第6図(b)に示す通りである。

第7図(a)はCPセルに対する適用例を簡略的に示したもので、その詳細は第7図(b)に示す通り

はメモリの休止モード期間におけるメモリセルの2電線の電位差、つまり $|V_{DD} - V_{SS}|$ に比べて大きく設定されている。

(1) 第1実施例

第4図もしくは第6図に示すメモリセルを持ち、このメモリセルの電線電圧は第8図に示す電圧関係の電線が用意されていて、読み出しに際しては $V_{DDC} = V_{DD}$ 、 $V_{SSC} = V_{XBN} = V_{BBS}$ に設定され、さらに第6図の場合は $V_{XBP} \geq V_{DDC}$ に設定される。

(2) 第2実施例

第5図もしくは第7図に示すメモリセルを持ち、このメモリセルの電線電圧は第9図に示す電圧関係の電線が用意されていて、読み出しに際しては $V_{DDC} = V_{XBP} = V_{BBD}$ 、 $V_{SSC} = V_{SS}$ に設定され、さらに第7図の場合は $V_{XBN} \leq V_{SSC}$ に設定される。

上述した第1、第2実施例によれば、読み出しに際してはメモリセルの高電位側電線電圧 V_{DDC} 、低電位側電線電圧 V_{SSC} の少なくとも一方

がメモリセル以外の周辺回路で用いられている駆動用の2電源の電圧範囲($V_{DD} \sim V_{SS}$)外の第3の電源の電圧 V_{BBS} もしくは V_{BBD} となつていて、メモリセルの2電源の電位差 $|V_{DD} - V_{SS}|$ 、 $|V_{BBD} - V_{SS}|$ が休止モード期間のメモリセルの2電源の電位差 $|V_{DD} - V_{SS}|$ に比べて大きくなつていて、セルのビット線に対する V_{SS} 電源電圧方向もしくは V_{DD} 電源電圧方向への引き込み駆動能力が増し、第3図を参照して前述したようにビット線引き込み時間 T が短くなり、読み出し時間が従来に比べて5~20%短縮された。

(3) 第3実施例

第4図もしくは第6図に示すメモリセルを持ち、このメモリセルの電源電圧は第10図に示す電圧関係の4つの電源が用意されていて、読み出しに際して $V_{DDC} = V_{DD}$ 、 $V_{SSC} = V_{XBN} = V_{BBS}$ に設定され、さらに第6図の場合は $V_{XBP} \geq V_{DLS}$ に設定されている。

(4) 第4実施例

第5図もしくは第7図に示すメモリセルを持

また、第2、第4実施例において、 $V_{XBP} = V_{BBD}$ に設定したが、 V_{BBD} より高い電圧の電源を設け、この電源の電圧を V_{XBP} としてもよい。

次に、メモリセルの読み出しに際してメモリセルの一方の電源を切り換えてメモリセルの2電源の電位差を休止モード期間のそれよりも大きくするための電源切換手段を有し、もつて読み出し速度を速くするようにした第5~第8の実施例を説明する。

(5) 第5実施例

第12図に示すように N セルを持ち、第8図に示したような関係($V_{DD} > V_{SS} > V_{BBS}$)の電源電圧を使用し、 $V_{DDC} = V_{DD}$ 、 $V_{XBN} = V_{BBS}$ とし、 V_{SS} ラインとセルの V_{SSC} ラインとの間に制御電圧 V_{in_1} によりゲート制御される N チャンネルMOSトランジスタ N_1 を接続し、 V_{BBS} ラインとセルの V_{SSC} ラインとの間に制御電圧 V_{in_2} によりゲート制御される N チャンネルMOSトランジスタ N_2 を接続したものである。休止モード期間は V_{in_1} が高レベル電圧、 V_{in_2} が低レベル電圧にあつて、トランジスタ N_1 がオン、トランジスタ N_2 がオフであり、 $V_{SSC} = V_{SS}$ である。これに対して読み出しに際しては、 V_{in_1} が

ち、このメモリセルの電源電圧は第11図に示す電圧関係の4つの電源が用意されていて、読み出しに際して $V_{DDC} = V_{XBP} = V_{BBD}$ 、 $V_{SSC} = V_{SS}$ に設定され、さらに第7図の場合は $V_{XBN} \leq V_{SSS}$ に設定される。

上述した第3、第4実施例によれば、読み出しに際してはメモリセル以外の周辺回路で用いられている駆動用の2電源 V_{DD} 、 V_{SS} とは異なる第3の電源 V_{BBS} もしくは V_{BBD} および第4の電源 V_{DD} もしくは V_{SS} がメモリセルの2電源となり、この第3、第4の電源の電位差は休止モード期間のメモリセルの2電源の電位差よりも大きく設定しておくため、セルのビット線に対する引き込み駆動能力が増し、第3図を参照して前述したようにビット線引き込み時間 T が短くなり、読み出し時間が従来に比べて5~20%短縮された。

なお、前記第1、第3実施例において、 $V_{XBN} = V_{BBS}$ に設定したが、 V_{BBS} より低い電圧の電源を設け、この電源の電圧を V_{XBN} としてもよい。

低レベル電圧、 V_{in_2} が高レベル電圧になつて、トランジスタ N_1 がオフ、トランジスタ N_2 がオンになり、 $V_{SSC} = V_{BBS}$ となり、メモリセルの2電源 V_{DDC} 、 V_{SSC} の電位差が大きくなる。

(6) 第6実施例

第13図に示すように CN セルを持ち、第14図に示すような関係の($V_{DD} > V_{SS} > V_{SS}$)電源電圧を使用し、 $V_{DDC} = V_{XBP} = V_{DD}$ 、 $V_{XBN} = V_{SS}$ とし、 V_{SS} ラインとセルの V_{SSC} ラインとの間に N チャンネルトランジスタ N_1 を接続してそのゲートに前述したような V_{in_1} を印加し、 V_{SS} ラインとセルの V_{SSC} ラインとの間に N チャンネルトランジスタ N_2 を接続してそのゲートに前述したような V_{in_2} を印加したものである。したがって、休止モード期間におけるセルの2電源の電位差 ($|V_{DD} - V_{SS}|$) に比べて読み出しに際してそれは $V_{DD} - V_{SS}$ となり、相対的に大きくなる。

(7) 第7実施例

第15図に示すように HP セルを持ち、第9図に示したような関係 ($V_{BBD} > V_{DD} > V_{SS}$) の電源電

圧を使用し、 $V_{SSC}=V_{SS}$ 、 $V_{XBP}=V_{BBD}$ とし、 V_{DD} ラインとの間に制御電圧 $\overline{Vin_1}$ によりゲート制御されるPチャンネルトランジスタ P_1 を接続し、 V_{BBD} ラインとセルの V_{DDC} ラインとの間に制御電圧 $\overline{Vin_2}$ によりゲート制御されるPチャンネルトランジスタ P_2 を接続したものである。休止モード期間は $\overline{Vin_1}$ が低レベル電圧、 $\overline{Vin_2}$ が高レベル電圧にあつて、トランジスタ P_1 がオン、トランジスタ P_2 がオフであり、 $V_{DDC}=V_{DD}$ である。これに対して読み出しに際しては、 $\overline{Vin_1}$ が高レベル電圧、 $\overline{Vin_2}$ が低レベル電圧になつて、トランジスタ P_1 がオフ、トランジスタ P_2 がオンになり、 $V_{DDC}=V_{BBD}$ となり、メモリセルの2電源 V_{DDC} 、 V_{SSC} の電位差が大きくなる。

(8) 第8実施例

第16図に示すようにCPセルを持ち、第17図に示すような関係($V_{DD}>V_{DD'}>V_{SS}$)の電源電圧を使用し、 $V_{SSC}=V_{XRN}=V_{SS}$ 、 $V_{XBP}=V_{DD}$ とし、 $V_{DD'}$ ラインとセルの V_{DDC} ラインとの間にPチャンネルトランジスタ P_1 を接続してそのゲ

ート制御されるNチャンネルトランジスタ N_1 を接続し、 V_{DD} ラインとセルの V_{DDC} ラインとの間に制御電圧 $\overline{Vin_1}$ によりゲート制御されるPチャンネルトランジスタ P_1 を接続し、 V_{BBD} ラインとセルの V_{DDC} ラインとの間に制御電圧 $\overline{Vin_2}$ によりゲート制御されるPチャンネルトランジスタ P_2 を接続したものである。休止モード期間は $\overline{Vin_1}$ と $\overline{Vin_2}$ とが高レベル電圧、 $\overline{Vin_3}$ と $\overline{Vin_4}$ とが低レベル電圧にあつて、トランジスタ N_1 と P_1 がオン、トランジスタ N_2 と P_2 がオフであり、 $V_{SSC}=V_{SS}$ 、 $V_{DDC}=V_{DD}$ である。これに対して読み出しに際しては、 $\overline{Vin_1}$ と $\overline{Vin_2}$ とが低レベル電圧、 $\overline{Vin_3}$ と $\overline{Vin_4}$ とが高レベル電圧になつて、トランジスタ N_1 と P_1 がオフ、トランジスタ N_2 と P_2 がオンになり、 $V_{SSC}=V_{BBS}$ 、 $V_{DDC}=V_{BBD}$ となり、メモリセルの2電源 V_{DDC} 、 V_{SSC} の電位差が大きくなる。

(10) 第10実施例

第19図に示すようにRPセルを持ち、第21図に示したような関係の電源電圧を使用し、

ートに前述したような $\overline{Vin_1}$ を印加し、 V_{DD} ラインとセルの V_{DDC} ラインとの間にPチャンネルトランジスタ P_1 を接続してそのゲートに前述したような $\overline{Vin_2}$ を印加したものである。したがつて休止モード期間におけるセルの2電源の電位差 $|V_{DD'}-V_{SS}|$ に比べて読み出しに際してのそれは $|V_{DD}-V_{SS}|$ となり、相対的に大きくなる。

次に、メモリセルの読み出しに際してメモリセルの2電源とも切り換えてセルの2電源の電位差を休止モード期間のそれよりも大きくし、もつて読み出し速度を速くするようにした第9~第14実施例を説明する。

(9) 第9実施例

第18図に示すようにRNセルを持ち、第21図に示すような関係($V_{BBD}>V_{DD}>V_{SS}>V_{BBS}$)の電源電圧を使用し、 $V_{XRN}=V_{BBS}$ とし、 V_{SS} ラインとセルの V_{SSC} ラインとの間に制御電圧 $\overline{Vin_1}$ によりゲート制御されるNチャンネルトランジスタ N_1 を接続し、 V_{BBS} ラインとセルの V_{SSC} ラインとの間に制御電圧 $\overline{Vin_2}$ によりゲ-

$V_{XBP}=V_{BBD}$ としたものであり、上記第9実施例に比べて使用セルの種類およびセルのバックゲート印加電圧が異なるだけであつて、第9実施例に準じた動作が行なわれる。

(11) 第11実施例

第20図に示すようにCMOSセル(第6図のCNセルあるいは第7図のCPセル)を持ち、第21図に示したような関係の電源電圧を使用し、 $V_{XRN}=V_{BBS}$ 、 $V_{XBP}=V_{BBD}$ としたものであつて、前記第9実施例に比べて使用セルの種類およびセルのバックゲート印加電圧が異なるだけであつて、第9実施例に準じた動作が行なわれる。

(12) 第12実施例

第22図に示すようにRNセルを持ち、第25図に示すような関係($V_{DD}>V_{DD'}>V_{SS'}>V_{SS}$)の電源電圧を使用するものであり、第18図および第21図を参照して前述した第9実施例の V_{BBD} 、 V_{DD} 、 V_{SS} 、 V_{BBS} を各対応して第23図の V_{DD} 、 $V_{DD'}$ 、 $V_{SS'}$ 、 V_{SS} に置き換えたものであつて、第9実施例に準じた動作が行なわれる。

(13) 第 1 3 実施例

第 2 3 図に示すように P セルを持ち、第 2 5 図に示したような関係の電源電圧を使用するものであり、第 1 9 図および第 2 1 図を参照して前述した第 1 0 実施例の電源電圧を第 2 3 図の電源電圧に置き換えたものであつて、第 1 0 実施例に準じた動作が行なわれる。

(14) 第 1 4 実施例

第 2 4 図に示すように CMOS セル（第 6 図の CN セルあるいは第 7 図の CP セル）を持ち、第 2 5 図に示したような関係の電源電圧を使用するものであり、第 2 0 図および第 2 1 図を参照して前述した第 1 1 実施例の電源電圧を第 2 3 図の電源電圧に置き換えたものであつて、第 1 1 実施例に準じた動作が行なわれる。

次に、前記第 5 ~ 第 1 4 実施例における制御電圧 V_{in_1} 、 $\overline{V_{in_1}}$ の発生回路について説明する。

第 2 6 図において、2 0 は制御電圧発生回路、2 1 はカラムデコーダ、2 2 は k/W (読出/書込) 制御回路、 N_7 および N_8 はビット線選択用の N

がそれぞれ対応して第 1 2 図の V_{DD} 、 V_{BBS} 、 V_{DD} 、 V_{BBS} あるいは第 1 3 図の V_{DD} 、 V_{SS} 、 V_{DD} 、 V_{SS} となるように電源配線をし、 $V_{o_1} = V_{in_1}$ 、 $V_{o_2} = V_{in_2}$ となるように配線する。前記 k/W 制御回路 2 2 は、書き込み時および休止モード時に出力ノード C が低レベル電位となり、 $V_{o_1} = V_{DD_1}$ (高レベル電圧)、 $V_{o_2} = V_{SS_1}$ (低レベル電圧) となる。これに対して、読み出し時には出力ノード C がカラムデコーダ 2 1 の出力 V_c と同じ電位となり、カラム選択時に V_c が高レベル電位になると $V_{o_1} = V_{SS_1}$ 、 $V_{o_2} = V_{DD_1}$ となる。したがつて、読み出し時には、カラム選択された一对のビット線 BL 、 \overline{BL} に接続された全てのセルに供給される 2 電源電圧の電位差が大きくなり、それらのセルが接続されたワード線 WL のうち電位が高レベル電圧となつた 1 本の選択ワード線に接続された 1 個の選択セルにおける一对の駆動用トランジスタがオンになり、この選択セルの大きな駆動力でビット線 BL 、 \overline{BL} のいずれか一方が低電圧側に引き込まれ、そのビット線電圧がビット選

チャンネルトランジスタ、 SL および \overline{SL} はセンス線、 N_7 および N_8 はセンス線チャージ用の N チャンネルトランジスタ、2 3 はセンスアンプであり、セルの電源線の表示は省略してあるが一对のビット線 BL 、 \overline{BL} に共通に接続されているセルは同一の電源供給線に接続される。上記制御電圧発生回路 2 0 は、P チャンネルトランジスタ P_9 と N チャンネルトランジスタ N_9 とからなる CMOS インバータ CI_1 と、P チャンネルトランジスタ P_{10} と N チャンネルトランジスタ N_{10} とからなる CMOS インバータ CI_2 とが二段接続されてなり、ここで上記前段のインバータ CI_1 の出力を V_{o_1} 、後段のインバータ CI_2 の出力を V_{o_2} と表わすものとする。

いま、第 2 6 図の回路において、セル電源接続関係が前記第 5 実施例（第 1 2 図）あるいは第 6 実施例（第 1 3 図）のものである場合、制御電圧発生回路 2 0 の電源電圧 V_{DD_1} 、 V_{SS_1} およびセンス線プリチャージ用トランジスタ N_7 、 N_8 の電源電圧 V'_{DD_1} およびバックゲート電圧 V'_{SS_1}

を採用トランジスタ N_7 、 N_8 を介して一对のセンス線 SL 、 \overline{SL} に依わり、さらにセンスアンプ 2 3 により増幅され読み出し信号として出力される。

また、上記第 2 6 図において、セル電源接続関係が第 9 実施例（第 1 8 図）あるいは第 1 2 実施例（第 2 2 図）のものである場合、第 2 6 図の V_{SS_1} 、 V_{DD_1} 、 V'_{SS_1} 、 V'_{DD_1} がそれぞれ対応して第 1 8 図の V_{BBS} 、 V_{BDD} 、 V_{BBS} 、 V_{BDD} あるいは第 2 2 図の V_{SS} 、 V_{DD} 、 V_{SS} 、 V_{DD} となるように電源配線をし、 $V_{o_1} = \overline{V_{in_1}} = V_{in_2}$ 、 $V_{o_2} = V_{in_1} = \overline{V_{in_2}}$ となるように配線する。前記 k/W 制御回路 2 2 は、書き込み時および休止モード時に出力ノード C が低レベル電圧となり、 $V_{o_1} = V_{DD_1}$ 、 $V_{o_2} = V_{SS_1}$ となる。これに対して、読み出し時かつカラム選択時には出力ノード C が高レベル電圧となり、 $V_{o_1} = V_{SS_1}$ 、 $V_{o_2} = V_{DD_1}$ となる。この読み出し時の動作は上述した第 5、第 6 実施例の動作と同様である。

さらに、前記第 2 6 図において、セル電源接続関係が第 1 1 実施例（第 2 0 図）あるいは第

14実施例(第24図)のものであつて、それぞれ第6図に示したようなCNセルを用いる場合には、それぞれ対応して上述した第9実施例あるいは第12実施例における電源系統および制御電圧系統と同様に接続すればよい。

第27図においては、ビット選択用にPチャネルトランジスタ P_5 および P_6 、センス線チャージ用にPチャネルトランジスタ P_7 および P_8 を用い、カラムデコーダ21'およびR/W制御回路22'に低レベル論理型のものを用い、制御電圧発生回路20の前段インバータ CI_1 の出力を V_{03} 、後段インバータ CI_2 の出力を V_{04} で表わし、各部の電圧を図示の如く V_{DD2} 、 V_{SS2} 、 V'_{DD2} 、 V'_{SS2} で表わすものとし、その他は第26図と同じである。

いま、第27図において、セル電源接続関係が第7実施例(第15図)あるいは第8実施例(第16図)のものである場合、第27図の V_{DD2} 、 V_{SS2} 、 V'_{DD2} 、 V'_{SS2} がそれぞれ対応して第15図の V_{BDD} 、 V_{SS} 、 V_{BDD} 、 V_{SS} あるいは第16図の

幅され読み出し信号として出力される。

また、上記第27図において、セル電源接続関係が第10実施例(第19図)あるいは第13実施例(第23図)のものである場合、第27図の V_{SS2} 、 V_{DD2} 、 V'_{SS2} 、 V'_{DD2} がそれぞれ対応して第20図の V_{BBS} 、 V_{BBD} 、 V_{SS} 、 V_{LD} あるいは第24図の V_{SS} 、 V_{DD} 、 V'_{SS} 、 V'_{DD} となるように電源配線をし、 $V_{03} = \overline{V_{in1}}$ 、 $V_{04} = \overline{V_{in2}}$ となるように配線すればよい。

さらに、前記第27図において、セル電源関係が第11実施例(第20図)あるいは第14実施例(第24図)のものであつて、それぞれ第7図に示したようなCPセルを用いる場合には、それぞれ対応して上述した第11実施例あるいは第12実施例における電源系統および制御電圧系統と同様に接続すればよい。

なお、上述した第26図、第27図における制御電圧発生回路20は、CMOS回路構成のものを示したが、エンハンスメント型トランジスタとディゾレクション型トランジスタとからな

V_{DD} 、 V_{SS} 、 V_{DD} 、 V_{SS} となるように電源配線をし、 $V_{03} = \overline{V_{in1}}$ 、 $V_{04} = \overline{V_{in2}}$ となるように配線する。前記R/W制御回路22'は、書き込み時および休止モード時に出力ノードCが高レベル電位となり、 $V_{03} = V_{SS2}$ (低レベル電圧)、 $V_{04} = V_{DD2}$ (高レベル電圧)となる。これに対して、読み出し時には出力ノードCがカラムデコーダ21'の出力 V_C と同じ電位となり、カラム選択時には V_C が低レベルになると $V_{03} = V_{DD2}$ 、 $V_{04} = V_{SS2}$ となる。したがつて、読み出し時には、カラム選択された一対のビット線 BL 、 \overline{BL} に接続された全てのセルに供給される2電源電位の電位差が大きくなり、それらのセルが接続されたワード線 W のうち電位が低レベル電圧となつた1本の選択ワード線に接続された1個の選択セルにおける一対の転送用トランジスタがオンとなり、そのセルの大きな駆動力でビット線 BL 、 \overline{BL} のいずれか一方が高電位側に引き込まれ、そのビット線電位はトランジスタ P_5 、 P_6 を介してセンス線 SL 、 \overline{SL} に伝わり、センスアンプ23により増

る所謂E/D回路構成のものでよいことは勿論である。

また、前記各実施例において、メモリセル以外の周辺回路で用いられている電源電圧 V_{DD} および V_{SS} のほかメモリセルで用いられる電源電圧 V_{BDD} 、 V_{BBS} 、 V'_{DD} 、 V'_{SS} は、メモリ外部から供給してもよいが、以下に述べるような基板バイアス発生回路の出力を用いてもよい。

第28図において、インバータ $I_1 \sim I_2$ はリングオシレータを構成しており、このオシレータの出力端はインバータ I_4 およびコンデンサ C_1 を直列に介して V_{BBS} ノードに接続され、このノードはNチャネルトランジスタにより構成されたダイオード D_1 を順方向に介して V_{SS} 電線(接地電位)に接地され、このダイオード D_1 に並列に平滑コンデンサ C_2 が接続されている。したがつて、オシレータの出力はインバータ I_4 により増幅され、この出力はコンデンサ C_1 を介して V_{BBS} ノードにチャージポンプを行ない、このノードでは V_{SS} 電圧より高い正電圧がダイ

オード D_1 により V_{SS} 電源へ放電し、 V_{SS} 電圧より低い負電圧が平滑コンデンサ C_2 により平滑される。こうして、 V_{BBS} ノードには、メモリセル以外の周辺回路の2電源 V_{DD} , V_{SS} の電圧範囲外にある V_{BBS} 電源電圧が得られる。

第29図において、インバータ I_1' - I_2' はリングオシレータを構成しており、このオシレータの出力端はインバータ I_2' およびコンデンサ C_1 を直列に介して V_{BBD} ノードに接続され、このノードはPチャンネルトランジスタにより構成されたダイオード D_2 を逆方向に介して V_{DD} 電源に接続され、このダイオード D_2 に並列に平滑コンデンサ C_2 が接続されている。したがって、オシレータの出力はインバータ I_1' により増幅され、この出力はコンデンサ C_1 を介して V_{BBD} ノードにチャージポンプを行ない、このノードでは V_{DD} 電圧より低い電圧がダイオード D_2 を介して V_{DD} 電源から充電され、 V_{DD} 電圧より高い電圧が平滑コンデンサ C_2 により平滑される。こうして V_{BBD} ノードには、メモリセル以外の周辺

P_{ij} のドレインから V_{SS} と V_{DD} の中間領域の電圧 V'_{SS} が得られる。

また、本発明は上記実施例のRAM以外にROM(リードオンリーメモリ)にも適用できる。

(発明の効果)

上述したように本発明の半導体記憶装置によれば、スタティックメモリセルに供給する2つの電源の電位差を読み出しに際して休止モード期間に比べて大きくするようにしたので、従来のビット線の電気容量を小さくする方法やセルのトランジスタのゲート幅を大きくする方法におけるような問題点を併なわずに容易にしかも効果的に読み出し時間を短縮することができる。すなわち、本発明の実施結果として読み出しに際してメモリセルの2電源の電位差を切り換えない従来のメモリセルに比べて5~20%の読み出し時間の短縮化が実現できた。

4. 図面の簡単な説明

第1図乃至第3図は本発明の原理を説明する

回路の2電源 V_{DD} , V_{SS} の電圧範囲外にある V_{BBD} 電源電圧が得られる。

第30図において、 i 個のNチャンネルトランジスタ N_{11} - N_{1i} が直列接続され、各トランジスタ N_{11} - N_{1i} のバックゲート電圧として V_{SS} 電圧が印加され、上記トランジスタ N_{11} のドレインに V_{DD} 電源が接続されている。したがって、各トランジスタ N_{11} - N_{1i} は5極管動作を行ない、各トランジスタ N_{11} - N_{1i} のドレイン電圧のソース電圧に対する閾値電圧降下のために、トランジスタ N_{1i} のソースから V_{DD} と V_{SS} の中間領域の電圧 V'_{DD} が得られる。

第31図において、 j 個のPチャンネルトランジスタ P_{11} - P_{1j} が直列接続され、各トランジスタ P_{11} - P_{1j} のバックゲート電圧として V_{DD} 電圧が印加され、トランジスタ P_{11} のソースに V_{SS} 電源が接続されている。したがって、各トランジスタ P_{11} - P_{1j} は5極管動作を行ない、各トランジスタ P_{11} - P_{1j} のドレイン電圧のソース電圧に対する閾値電圧上昇のために、トランジスタ

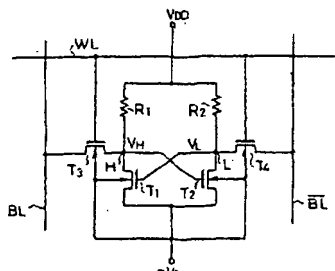
ために示すもので、第1図は1B/1R型スタティックメモリセルと一对のビット線とワード線を示す回路図、第2図は第1図のメモリセルの駆動トランジスタの電圧対電流特性を示す図、第3図は第1図のメモリセルの電源電圧 ($-V_B$) 対ビット線引き込み時間 T の関係を示す図、第4図(a)(b)乃至第7図(a)(b)は本発明の第1乃至第4実施例を示すもので、それぞれ(a)図は簡略的に示す回路図、(b)図は詳細な回路図、第8図乃至第11図は上記第1乃至第4実施例における電源電圧の大きさ関係を示す図、第12図は第5実施例を示す回路図、第13図は第6実施例を示す回路図、第14図は第13図の電源電圧関係を示す図、第15図は第7実施例を示す回路図、第16図は第8実施例を示す回路図、第17図は第16図の電源電圧関係を示す図、第18図乃至第20図はそれぞれ対応して第9乃至第11実施例を示す回路図、第21図は第18図乃至第20図の電源電圧関係を示す図、第22図乃至第24図はそれぞれ対応して第12乃至

第14実施例を示す回路図、第25図は第22図乃至第24図の電源電圧関係を示す図、第26図および第27図は第12図乃至第25図の各実施例における制御電圧の発生・供給系統を説明するため示す回路図、第28図乃至第31図は第4図乃至第25図の各実施例における V_{DD} 、 V_{SS} 以外の電源電圧の発生回路を示す回路図である。

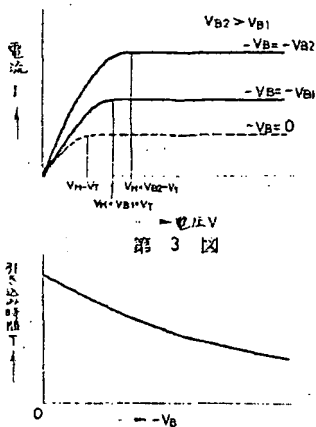
T_3, T_4, T_3', T_4' … 転送用トランジスタ、
 BL, \overline{BL} … ビット線、 WL … ワード線、 V_{DD} 、
 $V_{SS}, V_{BBD}, V_{BBS}, V_{DDT}, V_{SS'}$ … 電源電圧、 V_{XUN}, V_{XBP} … バックゲート電源電圧、 N_1, N_2, P_1, P_2 … 電源供給切替用トランジスタ、 N_3, N_0, P_3, P_0 … ビット線選択用トランジスタ、 20 … 制御電圧発生回路、 21 … カラムデコーダ。

出願人代理人 弁理士 錦江 武彦

第1図

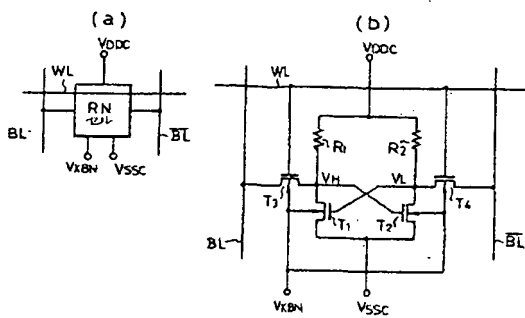


第2図

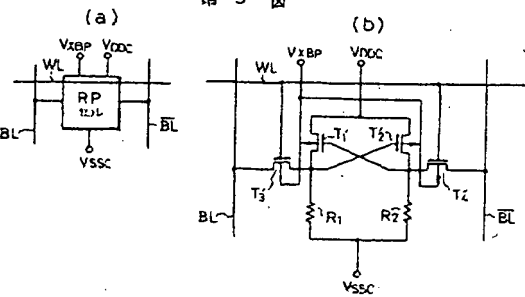


第3図

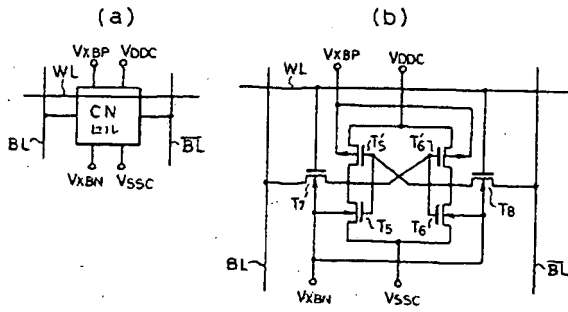
第4図



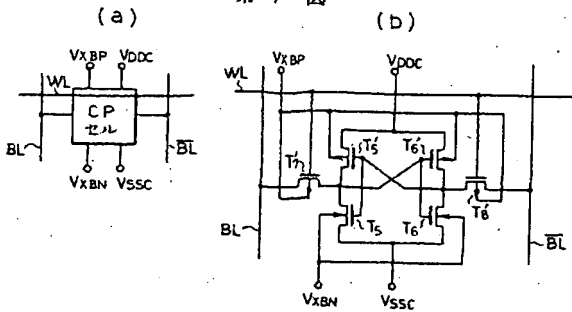
第5図



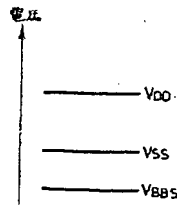
第 6 図



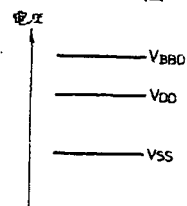
第 7 図



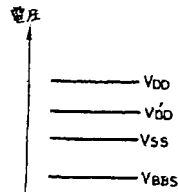
第 8 図



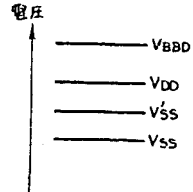
第 9 図



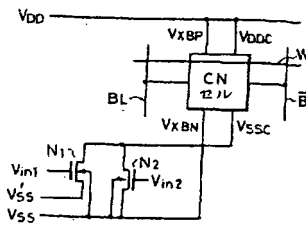
第 10 図



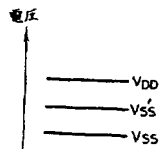
第 11 図



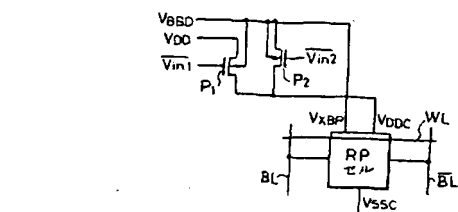
第 13 図



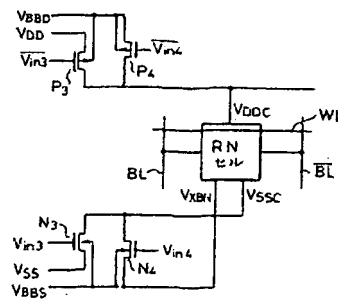
第 14 図



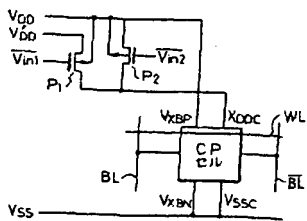
第 15 図



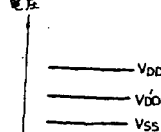
第 18 図



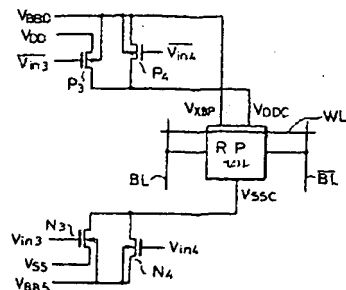
第 16 図



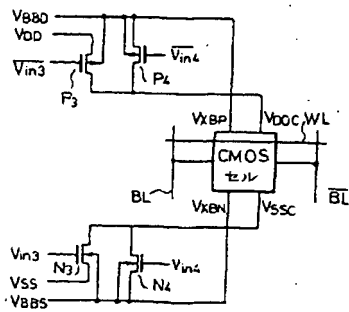
第 17 図



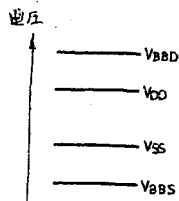
第 19 図



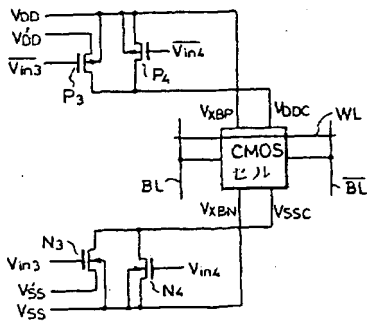
第 20 図



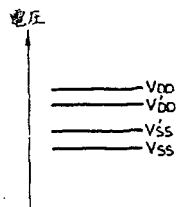
第 21 図



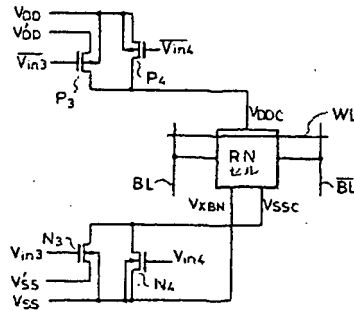
第 24 図



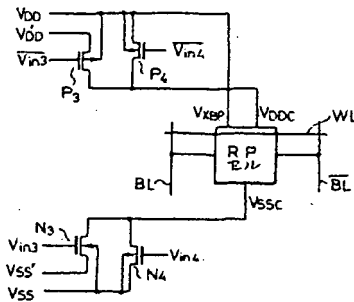
第 25 図



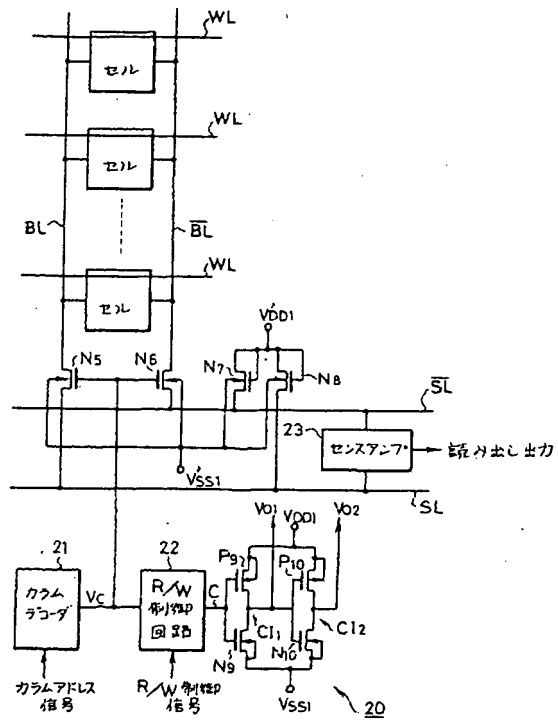
第 22 図



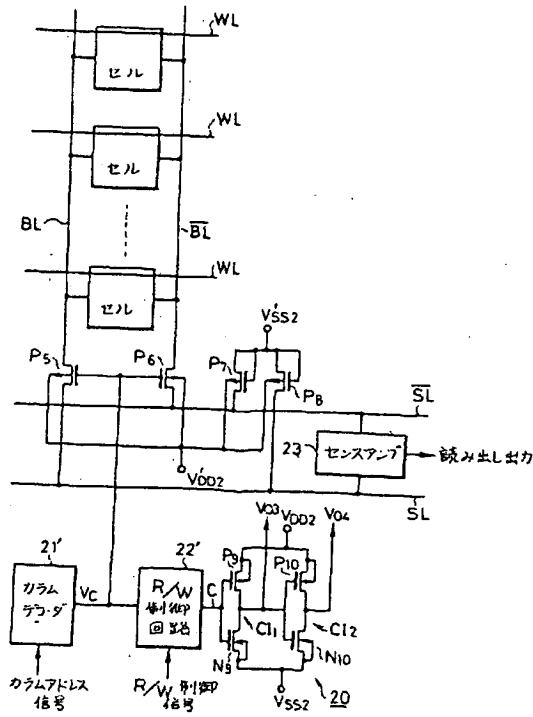
第 23 図



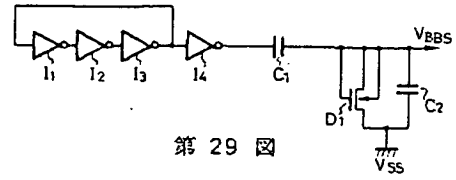
第 26 図



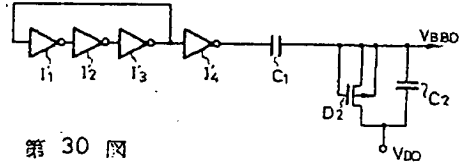
第 27 図



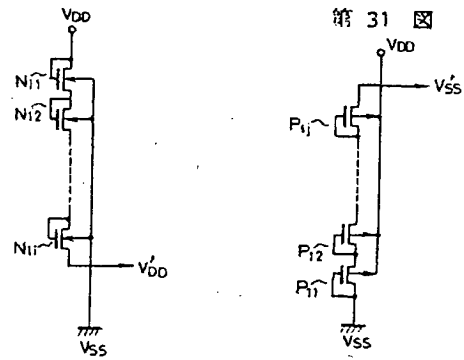
第 28 図



第 29 図



第 30 図



第 31 図

(19) Japanese Patent Office (JP)
 (12) Patent Publication (A)
 (11) Japanese Patent Provisional
 Publication of a patent application
 No. Sho 58-211391
 (43) Publication: December 8, Showa 58 (1983)
 (51) Int.Cl.³ Identification Internal
 G 11 C 11/34 Symbol Reference No.
 H 01 L 27/10 6549-5B
 6655-5F
 Number of invention(s) 1
 Request for Examination: not requested
 (Total 13 pages)

(54) Semiconductor Storage Device
 (21) Application No. Patent Application Sho 57-92890
 (22) Filing date May 31 Showa 57 (1982)
 (72) Inventor: Konishi Satoru
 c/o Research and Development Center,
 Tokyo Shibaura Denki Kabushiki Kaisha,
 1, Komukai-Toshiba-cho, Saiwai-ku,
 Kawasaki-shi, Kanagawa-ken, Japan
 (71) Applicant: Toshiba Corporation
 72, Horikawa-cho, Saiwai-ku,
 Kawasaki-shi, Kanagawa-ken, Japan
 (74) Agent Suzue Takehiko, Patent Attorney
 And other 2 agents

SPECIFICATION

1. Title of Invention
 Semiconductor Storage Device
2. What Is Claimed Is

(1) A semiconductor storage device comprising: plural static memory cells arrayed in row direction and column direction, a pair of bit lines connected to each end of a pair of transfer MOS transistors in each of memory cells in the same column; a word line connected to each gate of the transfer MOS transistors in each of memory cells in the same row; and power supply switching means for switching one of two power supplies to be supplied to said memory cell to a third power supply upon reading of memory cell, thereby increasing a potential difference between the two power supplies of the memory cell in comparison with that during a memory pause mode period.

(2) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said third power supply, different from the two power supplies used in peripheral circuits other than the memory cell, has a voltage out of a voltage range of the two power supplies.

(3) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said third power supply is one of the two power supplies used in peripheral circuits other than the memory cell.

(4) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said power supply switching means switches the other power supply of the two power supplies to be supplied to said memory cell to a fourth power supply.

(5) The semiconductor storage device according to claim 4, wherein said fourth power supply, different from the two power supplies used in peripheral circuits other than the memory cell, has a voltage out of a voltage range of the two power supplies and on a side different from said third power supply.

(6) The semiconductor storage device according to claim 4, wherein said fourth power supply, different from the two power supplies used in peripheral circuits other than the memory cell, has a voltage in an intermediate area of voltage range of the two power supplies.

(7) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said third power supply is supplied as a back gate power supply to a semiconductor substrate or an impurity diffusion layer of inverse conductive type to the semiconductor substrate, provided in the semiconductor substrate.

(8) The semiconductor storage device according to claim 4, wherein said fourth power supply is supplied as a back gate power supply.

(9) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said third power supply is generated by a voltage generation circuit that operates the two power supplies supplied from the outside the memory or used in peripheral circuits other than said memory cell.

(10) The semiconductor storage device according to claim 4, wherein said fourth power supply is generated by a voltage generation circuit that operates the two power supplies supplied from the outside the memory or used in peripheral circuits other than said memory cell.

(11) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said static memory cell is an E/R type memory cell, and wherein all the enhancement type transistors used in the cell are of N-channel or P-channel type.

(12) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein said static memory cell is a CMOS memory cell.

(13) The semiconductor storage device according to claim 1, wherein a control voltage to switching control said power supply switching means is generated based on a column decoder output applied to a gate of a bit-line selection transistor connected to said pair of bit lines.

3. Detailed Description of the Invention

[Technical Field of the Invention]

The present invention relates to a static type semiconductor storage device applied to an integrated circuit memory, a memory of 1-chip microcomputer and the like.

[Technical Background of the Invention and Its Problem]

As memories are highly integrated and have large capacity, memory cells connected to bit lines become fine

and their driving performance becomes lower. On the other hand, the number of memory cells connected to one bit line increases, and the capacity of the bit line increases. Accordingly, upon reading, time required for driving a pair of bit lines and obtaining a read-enable potential difference therebetween by one memory cell increases, and the reading time is prolonged. Further, for the sake of reduction of electric consumption, a power supply voltage of the memory must be reduced. In this case, the driving performance of the memory cell is further lowered, and the reading time is further prolonged. On the other hand, (a) to reduce electric capacity of bit line as load, the drain area of transfer transistor of the memory cell connected to the bit line is reduced as much as possible so as to reduce diffusion capacity, or on the contrary, (b) to increase the driving performance of the cell, the gate width of the transistor of the cell is increased. However, in the method (a), as the minimum drain area of the transfer transistor cannot be equal to or smaller than a contact surface between the drain and the bit line formed with a metal wire layer, the diffusion capacity of the bit line cannot be reduced so much. However, as the transistor becomes fine, the punch through withstand voltage becomes lower, and accordingly, the concentration of the substrate must be increased. This increases the diffusion capacity of the drain of the

transfer transistor, and increases the diffusion capacity of the bit line. On the other hand, in the method of (b), as the increase in the gate width of the transistor increases the cell size, the increase can be made only when the area of the cell pattern have some allowance. However, if the cell area has no allowance, the gate width of the transistor is increased at most 10%. The increase cannot be easily realized in any cell pattern.

[Purpose of the Invention]

The present invention has been made in view of the above situation, and provides a semiconductor storage device in which reading time can be easily and effectively reduced in comparison with the conventional method of reducing the electric capacity of bit line and the method of increasing the gate width of the transistor of memory cell, having physical difficulties.

[Summary of the Invention]

That is, the semiconductor storage device of the present invention comprises power supply switching means for switching one of two power supplies to be supplied to a static memory cell to a third power supply upon memory cell reading, thereby increasing a potential difference between the two power supplies of the memory in comparison with that in a memory pause mode period.

Accordingly, upon reading, i.e., during a read mode period or the entire or part of read cycle, the potential difference between the two power supplies is larger than that in the pause mode period, the bit line driving performance of the memory cell increases, and high-speed reading can be made.

[Working Example of the Invention]

Hereinbelow, a working example of the present invention will be described in detail with reference to the drawings. First, the principles of the present invention will be described. Fig. 1 shows connection between a so-called E/R type memory cell using resistor element loads and enhancement type drive transistors, a pair of bit lines BL, \overline{BL} , and a word line WL, as an example of the static memory cell. Note that in this example, the drive transistor and the transfer transistor of the memory cell are N-channel MOS transistors. The memory cells are arrayed in row direction and column direction. A pair of bit lines BL, \overline{BL} is connected to the memory cells in the same column of the memory cell, and one word line WL is connected to the memory cells in the same row. In the memory cell, each terminal of resistor devices R_1 , R_2 are connected to a first power supply V_{DD} on the high potential side, an enhancement type N-channel MOS transistor (drive transistor) T_1 is connected between the other terminal (node H) of the resistor device

R_1 and a second power supply ($-V_B$) on the low potential side, and an enhancement type N-channel MOS transistor (drive transistor) T_2 is connected between the other terminal (node L) of the resistor device R_2 and the second power supply ($-V_B$). The gate of the transistor T_2 is connected to the node H, and the gate of the transistor T_1 is connected to the node L. Further, an enhancement type N-channel MOS transistor (transfer transistor) T_3 is connected between the node H and the bit line BL, and an enhancement type N-channel MOS transistor (transfer transistor) T_4 is connected between the node L and the bit line \overline{BL} . The gates of these transfer transistors T_3 , T_4 are connected to the word line WL. Further, the $-V_B$ power supply is applied as a back gate voltage of the respective transistors T_1 to T_4 .

In the memory cell, assuming that the transistor T_1 is off, the transistor T_2 , on, the node H, at a high level potential V_H , and the node L, at a low level potential V_L , the potential V_H is the V_{DD} voltage, and the potential V_L is closer to the $-V_B$ voltage at this time. Characteristics of voltage V versus current I between the source and the drain of the drive transistor T_2 connected to the bit line \overline{BL} at the low level potential V_L are as shown in Fig. 2. Note that V_T denotes a threshold voltage of the drive transistor T_2 , and the substrate bias dependence of the threshold voltage is ignored for the sake of simplification of explanation.

The difference in the respective characteristics in $-V_B=0V$, $-V_B=-V_{B1}$ or $-V_{B2}$ is the difference in source potential of the drive transistor T_2 , and therefore, even though the gate potential V_H is constant, the gate potential to the source potential differs, and the current driving performance of the drive transistor T_2 greatly differs in accordance with the value of $-V_B$. As the low level potential V_L is far less than V_H-V_T , the drive transistor T_2 performs triode operation. The difference in the V-I characteristics of the drive transistor T_2 due to the difference in the $-V_B$ potential is the difference in raise of the voltage V between the source and drain around $0V$. It is understood that as the $-V_B$ potential becomes negative potential from $0V$, the pull-in driving performance to the bit line \overline{BL} increases.

Fig. 3 shows pull-in time T from the precharge level of the bit line \overline{BL} with respect to the $-V_B$ potential to the low level potential side in the memory cell in Fig. 1. As $-V_B$ becomes higher negative voltage, the pull-in driving performance of the cell increases, thereby the bit line pull-in time T decreases. Note that in a CMOS memory cell where a load transistor and a drive transistor are of mutually inverse conductive types, the relation as shown in Fig. 3 is established.

Accordingly, the present invention performs high-speed reading by increasing the potential difference

between one power supply V_{DD} and the other power supply ($-V_B$) of the cell in comparison with the pause mode period of the memory.

Hereinbelow, particular examples where the present invention is applied to various types of static memory cells will be described.

First, the nomenclature of memory cells will be described. Among the E/R type cells, an N-channel cell will be referred to as an RN cell, and a P-channel type cell, a RP cell. Among the CMOS type cells, an N-channel transistor will be referred to as a CN cell, and a P-channel transistor, a CP cell.

Fig. 4(a) schematically shows an application of the invention to the RN cell, and the details are as shown in Fig. 4(b). Note that the high potential side voltage of the cell is represented as V_{DDC} , the low potential side voltage, V_{SSC} , the back gate voltage of the transistors T_1 to T_4 , V_{XBN} , the word line, WL, and the pair of bit lines, BL, \overline{BL} .

Fig. 5(a) schematically shows an application of the invention to the RP cell, and the details are as shown in Fig. 5(b). Note that numerals T_1' To T_4' denote P-channel MOS transistors; and R_1 and R_2 , resistor devices. The back gate voltage of the cell is represented as V_{XBP} . The other elements have the same representation as those in Fig. 4.

Fig. 6(a) schematically shows an application of the invention to the CN cell, and the details are as shown in Fig. 6(b).

Fig. 7(a) schematically shows an application of the invention to the CP cell, and the details are as shown in Fig. 7(b).

Note that in Figs. 6 and 7, numerals T_5 to T_8 denote N-channel MOS transistors; T_5' to T_8' , P-channel MOS transistors; V_{DDC} , the high potential side power supply; V_{SSC} , the low potential side power supply; V_{XBN} and V_{XBP} , respectively back gate power supplies of N-channel transistor and P-channel transistors, supplied to a semiconductor substrate and an impurity diffusion layer of inverse conductive type to the semiconductor substrate, provided in the semiconductor substrate.

Figs. 8 to 11 show the relation among power supply voltages selectively applied to the memory cells in Figs. 4 to 7. Numerals V_{DD} and V_{SS} denote voltages ($V_{DD} > V_{SS}$) of two power supplies used in peripheral circuits other than the memory cell; V_{BBS} and V_{BBD} , voltages of third power supplies respectively out of the range of the two power supplies, i.e., $V_{BBS} < V_{SS}$, $V_{BBD} > V_{DD}$ holds; $V_{DD'}$ and $V_{SS'}$, of fourth power supplies, and $V_{SS} < V_{DD'} < V_{DD}$, $V_{SS} < V_{SS'} < V_{DD}$ hold. In this case, potential differences $|V_{DD'} - V_{BBS}|$, $|V_{BBD} - V_{SS'}|$ between the third and fourth power supplies are set to be higher than

the potential difference between the two power supplies of the memory cell during the pause mode period of the memory, $|V_{DD}-V_{SS}|$.

(1) First Working Example

The memory cell as shown in Fig. 4 or 6 is used. As the power supply voltage of the memory cell, the power supply with the voltage relation as shown in Fig. 8 is prepared. Upon reading, $V_{DDC}=V_{DD}$, $V_{SSC}=V_{XBN}=V_{BBS}$ hold, and further, in Fig. 6, $V_{XBP}\geq V_{DDC}$ holds.

(2) Second Working Example

The memory cell as shown in Fig. 5 or 7 is used. As the power supply voltage of the cell, the power supply with the voltage relation as shown in Fig. 9 is prepared. Upon reading, $V_{DDC}=V_{XBP}=V_{BBD}$, $V_{SSC}=V_{SS}$ hold, and further, in Fig. 7, $V_{XBN}\leq V_{SSC}$ holds.

According to the above-described first and second working examples, upon reading, at least one of the high potential side power supply voltage V_{DDC} and the low potential side power supply voltage V_{SSC} is the voltage V_{BBS} or V_{BBD} of the third power supply out of the voltage range (V_{DD} to V_{SS}) of the two drive power supplies used in peripheral circuits other than the memory cell, and the potential differences between the two power supplies of the memory cell $|V_{DD}-V_{BS}|$, $|V_{BBD}-V_{SS}|$ are greater than the potential difference between the two power supplies of the

memory cell during the pause mode period $|V_{DD}-V_{SS}|$. Accordingly, the pull-in driving performance of the cell to the bit line in the V_{SS} power supply voltage direction or V_{DD} power supply voltage direction increases. As described in Fig. 3, the bit line pull-in time is reduced, and the reading time is reduced 5 to 20% in comparison with the conventional art.

(3) Third Working Example

The memory cell as shown in Fig. 4 or 6 is used. As the power supply voltage of the memory cell, four power supplies with the voltage relation as shown in Fig. 10 are prepared. Upon reading, $V_{DDC}=V_{DD'}$, $V_{SSC}=V_{XBN}=V_{BBS}$ hold, and further, in Fig. 6, $V_{XBP}\geq V_{DDS}$ holds.

(4) Fourth Working Example

The memory cell as shown in Fig. 5 or 7 is used. As the power supply voltage of the memory cell, four power supplies with the voltage relation as shown in Fig. 11 are prepared. Upon reading, $V_{DDC}=V_{XBP}=V_{BBD}$, $V_{SSC}=V_{SS'}$ hold, and further, in Fig. 7, $V_{XBN}\geq V_{SSS}$ holds.

According to the above-described third and fourth working examples, upon reading, the third power supply V_{BBS} or V_{BBD} , and the fourth power supply $V_{DD'}$ or $V_{SS'}$, used in the peripheral circuits other than the memory cell, different from the driving two power supplies V_{DD} , V_{SS} , are used as the two power supplies of the memory cell, and the potential

difference between the third and fourth power supplies is greater than that between the two power supplies of the memory cell during the pause mode period. Accordingly, the pull-in driving performance of the cell to the bit line increases, and as described in Fig. 3, the bit line pull-in time T is reduced, and the reading time is reduced 5 to 20% in comparison with the conventional art.

Note that in the first and third working examples, $V_{XBN}=V_{BBS}$ holds, however, it may be arranged such that a power supply with a voltage lower than V_{BBS} is provided and the voltage of the power supply is used as V_{XBN} . Further, in the second and fourth working examples, $V_{XBP}=V_{BBD}$ holds, however, it may be arranged such that a power supply with a voltage higher than V_{BBD} is provided and the voltage of the power supply is used as V_{XBP} .

Next, description will be made about fifth to eighth working example where power supply switching means for switching one of the power supplies of the memory cell upon memory cell reading so as to increase the potential difference between the two power supplies of the memory cell to be greater than that during the pause mode period is used, thereby the reading speed is increased.

(5) Fifth Working Example

The RN cell is used as shown in Fig. 12, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 8

($V_{DD} > V_{SS} > V_{BBS}$) is used. $V_{DDC} = V_{DD}$, $V_{XBN} = V_{BBS}$ hold. An N-channel MOS transistor N_1 , gate-controlled by a control voltage V_{in1} , is connected between the V_{SS} line and the V_{SSC} line of the cell, and an N-channel MOS transistor N_2 , gate-controlled by a control voltage V_{in2} , is connected between the V_{BBS} line and the V_{SSC} line of the cell. During the pause mode period, the voltage V_{in1} is a high level voltage while the voltage V_{in2} is a low level voltage, the transistor N_1 is on while the transistor N_2 is off, and $V_{SSC} = V_{SS}$ holds. On the other hand, upon reading, the voltage V_{in1} is a low level voltage while the voltage V_{in2} is a high level voltage, the transistor N_1 is off while the transistor N_2 is on, and $V_{SSC} = V_{BBS}$ holds. At this time, the potential difference between the two power supplies V_{DDC} and V_{SSC} of the memory cell increases.

(6) Sixth Working Example

The CN cell is used as shown in Fig. 13, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 14 ($V_{DD} > V_{SS'} > V_{SS}$) is used. $V_{DDC} = V_{XBP} = V_{DD}$, $V_{XBN} = V_{SS}$ hold. The N-channel transistor N_1 is connected between the $V_{SS'}$ line and the V_{SSC} line of the cell and the above-described V_{in1} is applied to its gate, and the N-channel transistor N_2 is connected between the V_{SS} line and the V_{SSC} line of the cell and the above-described V_{in2} is applied to its gate. Accordingly, in comparison with the potential difference

($|V_{DD} - V_{SS}|$) between the two power supplies of the cell during the pause mode period, it becomes V_{DD} to V_{SS} upon reading, thus becomes relatively large.

(7) Seventh Working Example

The RP cell is used as shown in Fig. 15, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 9 ($V_{BBD} > V_{DD} > V_{SS}$) is used. $V_{SSC} = V_{SS}$, $V_{XBP} = V_{BBD}$ hold. A P-channel transistor P_1 , gate-controlled by a control voltage $\overline{Vin_1}$, is connected between the V_{DD} line and the V_{BBD} line, and a P-channel transistor P_2 , gate-controlled by a control voltage $\overline{Vin_2}$, is connected between the V_{BBD} line and the V_{DDC} line of the cell. During the pause mode period, the voltage $\overline{Vin_1}$ is a low level voltage while the voltage $\overline{Vin_2}$ is a high level voltage, the transistor P_1 is on while the transistor P_2 is off, and $V_{DDC} = V_{DD}$ holds. On the other hand, upon reading, the voltage $\overline{Vin_1}$ is a high level voltage while the voltage $\overline{Vin_2}$ is a low level voltage, the transistor P_1 is off while the transistor P_2 is on, and $V_{DDC} = V_{BBD}$ holds. At this time, the potential difference between the two power supplies V_{DDC} , V_{SSC} of the memory cell increases.

(8) Eighth Working Example

The CP cell is used as shown in Fig. 16, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 17 ($V_{DD} > V_{DD'} > V_{SS}$) is used. $V_{SSC} = V_{XBN} = V_{SS}$, $V_{XBP} = V_{DD}$ hold. The P-channel transistor P_1 is connected between the $V_{DD'}$ line and

the V_{DDC} line of the cell and the above-described \overline{Vin}_1 is applied to its gate, and The P-channel transistor P_2 is connected between the V_{DD} line and the V_{DDC} line of the cell and the above-described \overline{Vin}_2 is applied to its gate. Accordingly, in comparison with the potential difference between the two power supplies of the cell during the pause mode, $|V_{DD}-V_{SS}|$, that is $|V_{DD}-V_{SS}|$ upon reading, which is relatively large.

Next, description will be made on ninth to fourteenth working examples where both of the two power supplies of the memory cell upon memory cell reading are switched so as to increasing the potential difference between the two power supplies of the cell to be grater than that during the pause mode period, thereby the reading speed is increased.

(9) Ninth Working Example

The RN cell is used as shown in Fig. 18, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 21 ($V_{BBD} > V_{DD} > V_{SS} > V_{BBS}$) is used. $V_{XBN} = V_{BBS}$ holds. An N-channel transistor N_3 , gate-controlled by a control voltage Vin_3 , is connected between the V_{SS} line and the V_{SSC} line of the cell, an N-channel transistor N_4 , gate-controlled by a control voltage Vin_4 , is connected between the V_{BBS} line and the V_{SSC} line of the cell, an P-channel transistor P_3 , gate-controlled by a control voltage \overline{Vin}_3 , is connected between the V_{DD} line and the V_{DDC} line of the cell, and a

P-channel transistor P_4 , gate-controlled by a control voltage $\overline{Vin_4}$, is connected between the V_{BDD} line and the V_{DDC} line of the cell. During the pause mode period, the voltages $\overline{Vin_3}$ and $\overline{Vin_4}$ are high level voltages while the voltages $\overline{Vin_3}$ and $\overline{Vin_4}$ are low level voltages, the transistors N_3 and P_3 are on while the transistors N_4 and P_4 are off, and $V_{SSC}=V_{SS}$, $V_{DDC}=V_{DD}$ hold. On the other hand, upon reading, the voltages $\overline{Vin_3}$ and $\overline{Vin_4}$ are low level voltages while the voltages $\overline{Vin_3}$ and $\overline{Vin_4}$ are high level voltages, the transistors N_3 and P_3 are off while the transistors N_4 and P_4 are on, and $V_{SSC}=V_{BBS}$, $V_{DDC}=V_{BBD}$ hold. The potential difference between the two power supplies V_{DDC} , V_{SSC} of the memory cell increases.

(10) Tenth Working Example

The RP cell is used as shown in Fig. 19, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 21 is used. $V_{XBP}=V_{BBD}$ holds. In comparison with the ninth working example, merely the type of the cell and the back gate application voltage of the cell are different, and an operation corresponding to that of the ninth working example is performed.

(11) Eleventh Working Example

The CMOS cell (the CN cell in Fig. 6 or the CP cell in Fig. 7) is used as shown in Fig. 20, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 21 is used. $V_{XBN}=V_{BBS}$, $V_{XBP}=V_{BBD}$ hold. In comparison with the ninth working

example, merely the type of the cell and the back gate application voltage of the cell are different, and an operation corresponding to that of the ninth working example is performed.

(12) Twelfth Working Example

The RN cell is used as shown in Fig. 22, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 25 ($V_{DD} > V_{DD'} > V_{SS'} > V_{SS}$) is used. As the above V_{BBD} , V_{DD} , V_{SS} , V_{BBS} in the ninth working example described in Fig. 18 to 21 are replaced with V_{DD} , $V_{DD'}$, $V_{SS'}$, V_{SS} in Fig. 23, and an operation corresponding to that of the ninth working example is performed.

(13) Thirteenth Working Example

The RP cell is used as shown in Fig. 23, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 25 is used. As the above power supply voltages in the tenth working example described in Figs. 19 and 21 are replaced with those in Fig. 23, and an operation corresponding to that of the tenth working example is performed.

(14) Fourteenth Working Example

The CMOS cell (the CN cell in Fig. 6 or the CP cell in Fig. 7) is used as shown in Fig. 24, and the power supply voltage with the relation as shown in Fig. 25 is used. As the above power supply voltages in the eleventh working example described in Figs. 20 and 21 are replaced with those

in Fig. 23, and an operation corresponding to that of the eleventh working example is performed.

Next, a generation circuit of the control voltages V_{in_1} to $\overline{V_{in_4}}$ in the fifth to fourteenth working examples will be described.

In Fig. 26, numeral 20 denotes a control voltage generation circuit; 21, a column decoder; 22, an R/W (read/write) control circuit; N_5 and N_6 , N-channel transistors for bit line selection; SL and \overline{SL} , sense lines; N_7 and N_8 , N-channel transistors for charging the sense lines; and 23, a sense amplifier. Although the display of the power supply lines of the cell is omitted, a cell connected to the pair of bit lines BL , \overline{BL} is connected to the same power supply line. The control voltage generation circuit 20 has a CMOS inverter CI_1 including a P-channel transistor P_9 and an N-channel transistor N_9 , and a CMOS inverter CI_2 including a P-channel transistor P_{10} and an N-channel transistor N_{10} , connected in two stages. Note that an output from the first stage inverter CI_1 is represented as Vo_1 , that from the second stage inverter CI_2 , Vo_2 .

In the circuit of Fig. 26, in a case where the connection among the cell power supplies is as described in the fifth working example (Fig. 12) of the sixth working example (Fig. 13), power supply wiring is made such that power supply voltages V_{DD_1} , V_{SS_1} of the control voltage

generation circuit 20 and power supply voltages V'_{DD1} and back gate voltage V'_{SS1} of the sense-line precharge transistors N_7, N_8 become $V_{DD}, V_{BBS}, V_{DD}, V_{BBS}$ in Fig. 12 or $V_{DD}, V_{SS}, V_{DD}, V_{SS}$ in Fig. 13, and $V_{01}=V_{in1}, V_{02}=V_{in2}$ hold. In the R/W control circuit 22, upon writing and in the pause mode, an output node C is at a low level potential, and $V_{01}=V_{DD1}$ (high level voltage), $V_{02}=V_{SS1}$ (low level voltage) hold. On the other hand, upon reading, the output node C is at the same potential as that of an output V_c of the column decoder 21, and when V_c is at a high level potential upon column selection, $V_{01}=V_{SS1}, V_{02}=V_{DD1}$ hold. Accordingly, upon reading, the potential difference between the 2 power supply voltages supplied to all the cells connected to the column-selected pair of bit lines BL, \overline{BL} increases, and a pair of transfer transistors are on in one selected cell connected to one selected word line, which is at a high level voltage, among the word lines WL connected to the cells. One of the bit lines BL, \overline{BL} is pulled in to the low voltage side by the large driving force of the selected cell, then the bit line voltage is transmitted to the pair of sense lines SL, \overline{SL} , via the bit line selection transistors N_5, N_6 , and further, it is amplified by the sense amplifier 23 and outputted as a read signal.

Further, in Fig. 26, in a case where the connection relation among the cell power supplies is that of the ninth

working example (Fig. 18) or the twelfth working example (Fig. 22), the power supply wiring is made such that V_{SS1} , V_{DD1} , V'_{SS1} , V'_{DD1} in Fig. 26 become V_{BBS} , V_{BBD} , V_{BBS} , V_{BBD} in Fig. 18 or V_{SS} , V_{DD} , V_{SS} , V_{DD} in Fig. 22, and $V_{01} = \overline{V_{in_4}} = V_{in_3}$, $V_{02} = V_{in_4} = \overline{V_{in_5}}$ hold. In the R/W control circuit 22, upon writing or in the pause mode, the output node C is at a low level voltage, and $V_{01} = V_{DD1}$, $V_{02} = V_{SS1}$ hold. On the other hand, upon reading and column selection, the output node C is at a high level voltage, and $V_{01} = V_{SS1}$, $V_{02} = V_{DD1}$ hold. The operation upon reading is the same as that in the above-described fifth and sixth working examples.

Further, in Fig. 26, in a case where the connection relation among the cell power supplies is that of the eleventh working example (Fig. 20) or the fourteenth working example (Fig. 24) and the CN cell as shown in Fig. 6 is used, the connection may be made similar to the power supply system and the control voltage system in the above-described ninth working example or the twelfth working example.

In Fig. 27, the P-channel transistors P_5 and P_6 are used for bit selection, and P-channel transistors P_7 and P_8 , for sense line charging. Low-level logic type column decoder 21' and R/W control circuit 22' are used. An output from the first stage inverter CI_1 of the control voltage generation circuit 20 is represented as V_{03} , and that from the second stage inverter CI_2 is represented as V_{04} . As shown

in the figure, the power supply voltages of the respective elements are represented as V_{DD2} , V_{SS2} , V'_{DD2} , V'_{SS2} , and the other elements are the same as those in Fig. 26.

In Fig. 27, in a case where the relation of connection among the cell power supplies is that of the seventh working example (Fig. 15) or the eighth working example (Fig. 16), the power supply wiring is made such that V_{DD2} , V_{SS2} , V'_{DD2} , V'_{SS2} in Fig. 27 become V_{BBD} , V_{SS} , V_{BBD} , V_{SS} in Fig. 15 or V_{DD} , V_{SS} , V_{DD} , V_{SS} in Fig. 16, and $V_{03} = \overline{V_{in1}}$, $V_{04} = \overline{V_{in2}}$ hold. In the R/W control circuit 22', the output node C is at a high level potential upon writing and in the pause mode, and $V_{03} = V_{SS2}$ (low level voltage), $V_{04} = V_{DD2}$ (high level voltage) hold. On the other hand, upon reading, the output node C is at the same potential as the output V_c from the column decoder 21', and upon column selection, as the V_c is at the low level, $V_{03} = V_{DD2}$, $V_{04} = V_{SS2}$ hold. Accordingly, upon reading, the potential difference between the two power supplies supplied to all the cells connected to the column-selected pair of bit lines BL , \overline{BL} increases, the pair of transfer transistors become on in one selected cell connected to one selected word line whose potential is at a low level voltage, among the word lines WL connected to these cells, one of the bit lines BL , \overline{BL} is pulled-in to the high voltage side by a large driving force of the cell, the bit line voltage is transmitted via the transistors P_5 , P_6 to the sense lines

SL, \overline{SL} , amplified by the sense amplifier 23 and outputted as a read signal.

Further, in Fig. 27, in a case where the connection relation among the cell power supplies is that of the tenth working example (Fig. 19) or the thirteenth working example (Fig. 23), the power supply wiring is made such that V_{SS2} , V_{DD2} , V'_{SS2} , V'_{DD2} in Fig. 27 become V_{BBS} , V_{BBD} , V_{SS} , V_{DD} in Fig. 20 or V_{SS} , V_{DD} , V'_{SS} , V'_{DD} in Fig. 24, and $V_{03} = \overline{Vin_3} = Vin_4$, $V_{04} = \overline{Vin_4} = Vin_3$.

Further, in Fig. 27, in a case where the connection relation among cell power supplies is that of the eleventh working example (Fig. 20) or the fourteenth working example (Fig. 24) and the CP cell as shown in Fig. 7 is used, the connection may be made similar to the power supply system and the control voltage system in the above-described eleventh working example or the twelfth working example.

Note that the control voltage generation circuit 20 in above-described Figs. 26 and 27 has a CMOS circuit construction, however, it may have a so-called E/D circuit construction including an enhancement type transistors and depletion type transistors.

Further, in the respective working examples, the power supply voltages V_{BBD} , V_{BBS} , V'_{DD} , V'_{SS} used in the memory cell, in addition to the power supply voltages V_{DD} and V_{SS} used in the peripheral circuits other than the memory cell,

may be supplied from the outside the memory, however, an output from a substrate bias generation circuit as described below may be used.

In Fig. 28, inverters I_1 to I_3 construct a ring oscillator, and an output terminal of the oscillator is connected to the V_{BBS} node serially via an inverter I_4 and a capacitor C_1 . The node is grounded to the V_{SS} power supply (ground potential) via a diode D_1 constructed with an N-channel transistor in a forward direction, and a smoothing capacitor C_2 is connected to the diode D_1 . Accordingly, an output from the oscillator is amplified by the inverter I_4 , and the output causes charge pumping on the V_{BBS} node. In the node, a positive voltage higher than the V_{SS} voltage is discharged from a diode D'_1 to the V_{SS} power supply, and a negative voltage lower than the V_{SS} voltage is smoothed by the smoothing capacitor C_2 . Thus, in the V_{BBS} node, the V_{BBS} power supply voltage out of the voltage range of the two power supplies V_{DD} , V_{SS} in the peripheral circuits other than the memory cell is obtained.

In Fig. 29, inverters I_1' to I_3' construct a ring oscillator, and an output terminal of the oscillator is connected to the V_{BBD} node serially via an inverter I_4' and the capacitor C_1 . The node is connected to the V_{DD} power supply via a diode D_2 constructed with a P-channel transistor in an inverse direction, and the smoothing

capacitor C_2 is connected in parallel to the diode D_2 . Accordingly, an output from the oscillator is amplified by the inverter I'_4 , and the output causes charge pumping on the V_{BBD} node via the capacitor C_1 . In the node, a voltage lower than the V_{DD} voltage is charged from the V_{DD} power supply via the diode D_2 , and a voltage higher than the V_{DD} voltage is smoothed by the smoothing capacitor C_2 . Thus, in the V_{BBD} node, the V_{BBD} power supply voltage out of the voltage range of the two power supplies V_{DD} , V_{SS} of the peripheral circuits other than the memory cell is obtained.

In Fig. 30, i N-channel transistors N_{11} to N_{1i} are serially connected, and the V_{SS} voltage as a back gate voltage of the respective transistors N_{11} to N_{1i} is applied, and the V_{DD} power supply is connected to the drain of the transistor N_{11} . Accordingly, the respective transistors N_{11} to N_{1i} perform pentode operation, and due to threshold voltage drop of the drain voltage of the respective transistors N_{11} to N_{1i} with respect to the source voltage, the voltage V'_{DD} in an intermediate area between the V_{DD} and V_{SS} is obtained from the source of the transistor N_{1i} .

In Fig. 31, j P-channel transistors P_{11} to P_{1j} are serially connected, and the V_{DD} voltage as a back gate voltage for the respective transistors P_{11} to P_{1j} is applied, and the V_{SS} power supply is connected to the drain of the P_{11} . Accordingly, the respective transistors P_{11} to P_{1j}

perform pentode operation, and due to threshold voltage drop of the drain voltage of the respective transistors P_{11} to P_j with respect to the source voltage, the voltage V'_{SS} in an intermediate area between the V_{DD} and V_{SS} is obtained from the drain of the transistor P_{1j} .

Further, the present invention is applicable to a ROM (Read Only Memory) other than the RAM in the embodiments.
[Effect of the Invention]

As described above, according to the semiconductor storage device of the present invention, upon reading, the potential difference between the two power supplies supplied to the static memory cell is increased in comparison with that during the pause mode period, accordingly, the reading time can be easily and effectively reduced without the problem in the conventional method of reducing the electric capacity of bit line and the method of increasing the gate width of the transistor of the cell. That is, as a result of implementation of the present invention, upon reading, the reduction of reading time by 5 to 20% is realized in comparison with the conventional memory where the potential difference between the two power supplies of the memory cell is not changed.

4. Brief Description of the Drawings

Figs. 1 to 3 explain the principles of the present invention. Fig. 1 is a circuit diagram showing the E/R type

static memory cell, the pair of bit lines and the word line; Fig. 2, a digram showing the voltage versus current characteristics in the drive transistor of the memory cell; and Fig. 3, a diagram showing the relation between the power supply voltage ($-V_B$) of the memory cell in Fig. 1 and bit line pull-in time T . Figs. 4(a)(b) to 7(a), (b) show the first to fourth working examples of the present invention. (a) are schematical circuit diagrams; and (b), detailed circuit diagrams. Figs. 8 to 11 show the relation pf the power supply voltages in the first to fourth working examples. Fig. 12 is a circuit diagram showing the fifth working example; Fig. 13, a circuit diagram showing the sixth working example; Fig. 14, a diagram showing the power supply voltage relation in Fig. 13; Fig. 15, a circuit diagram showing the seventh working example; Fig. 16, a circuit diagram showing the eighth working example; Fig. 17, a diagram showing the power supply voltage relation in Fig. 16; Figs. 18 to 20, circuit diagrams showing the ninth to eleventh working examples; Fig. 21, a diagram showing the power supply voltage relation in Figs. 18 to 20; Figs. 22 to 24, circuit diagrams showing the twelfth to fourteenth working examples; Fig. 25, a diagram showing the power supply voltage relation in Figs. 22 to 24; Figs. 26 and 27, circuit diagrams explaining the control voltage generation and supply systems in the respective working examples in

Figs. 12 to 25; and Figs. 28 to 31, circuit diagrams showing generation circuits of power supply voltages other than V_{DD} , V_{SS} in the respective working examples in Figs. 4 to 25.

T_3 , T_4 , T_3' , T_4' ... Transfer transistor, BL, \overline{BL} ... bit line, WL ... word line, V_{DD} , V_{SS} , V_{BBD} , V_{BBS} , V_{DD}' , V_{SS}' ... power supply voltage, V_{XBN} , V_{XBP} ... back gate power supply voltage, N_1 , N_2 , P_1 , P_2 ... power supply switching transistor, N_5 , N_6 , P_5 , P_6 ... bit line selection transistor, 20 ... control voltage generation circuit, 21 ... column decoder.

Agent: Suzue Takehiko, Patent Attorney

- Fig. 2 電流I current I
電圧V voltage V
- Fig. 3 引き込み時間T pull-in time T
- Figs. 4, 12, 18, 22 RNセル RN cell
- Fig. 5, 15, 19, 23 RPセル RP cell
- Figs. 6, 13 CNセル CN cell
- Fig. 7, 16 CPセル CP cell
- Figs. 8-11, 14, 17, 21, 25 電圧 voltage
- Figs. 20, 24 CMOSセル CMOS cell
- Figs. 26, 27セル cell
- 21, 21' カラムデコーダ column decoder
- 22, 22' R/W制御回路 R/W control circuit
- 23 センスアンプ sense amplifier
カラムアドレス信号 column address signal
R/W 制御信号 R/W control signal
読み出し出力 read output